

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08182100 A**

(43) Date of publication of application: 12 . 07 . 96

(51) Int. Cl

**H04S 7/00**  
**H04S 1/00**
(21) Application number: **07052573**

(22) Date of filing: 13 . 03 . 95

(30) Priority: 28 . 10 . 94 JP 06265317

(71) Applicant: **MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD**(72) Inventor: **KUMAMOTO YOSHINORI**(54) **METHOD AND DEVICE FOR SOUND IMAGE LOCALIZATION**

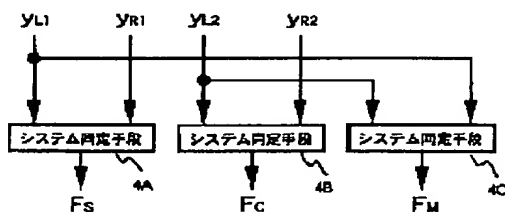
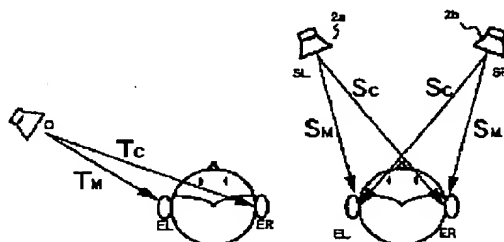
## (57) Abstract:

PURPOSE: To obtain a stable sound image localization output by regarding a microphone output for one ear as an output of an unknown system, identifying the unknown system and calculating sound image localization of a sound signal divided into plural frequency bands through the use of an identification system and synthesizing outputs by bands.

CONSTITUTION: Let a signal series of a left ear be  $y_{L1}$ , let a signal series of a right ear be  $y_{R1}$ , and let an original white noise series be (e), then let a spatial transfer function from a virtual sound source to the left ear microphone be  $T_M$  and let a spatial transfer function from a virtual sound source to the right ear microphone be  $T_C$  and let a space ratio transfer function  $F_S$  be  $T_C/T_M$ , then the relation of  $y_{R1}=(T_C/T_M) \times y_{L1}=F_S \cdot y_{L1}$  is obtained. Then a speaker is located to an actual speaker position and the same white noise (e) outputted from the speaker is used. In this case, let a signal series of a left ear be  $y_{L2}$ , let a signal series of a right ear be  $y_{R2}$ , let a spatial transfer function from a sound source to the left ear microphone be  $S_M$  and let a spatial transfer function from a virtual sound source to the right ear microphone be  $S_C$  then

identification is made to the system of  $y_{R2}=(S_C/S_M) \times y_{L2}=F_S \cdot y_{L2}$ , then a space ratio transfer function  $F_C=S_C/S_M$  is obtained.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-182100

(43) 公開日 平成8年(1996)7月12日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 S	7/00	F		
	1/00	L		
		K		

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願平7-52573

(22) 出願日 平成7年(1995)3月13日

(31) 優先権主張番号 特願平6-265317

(32) 優先日 平6(1994)10月28日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 熊本 義則

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

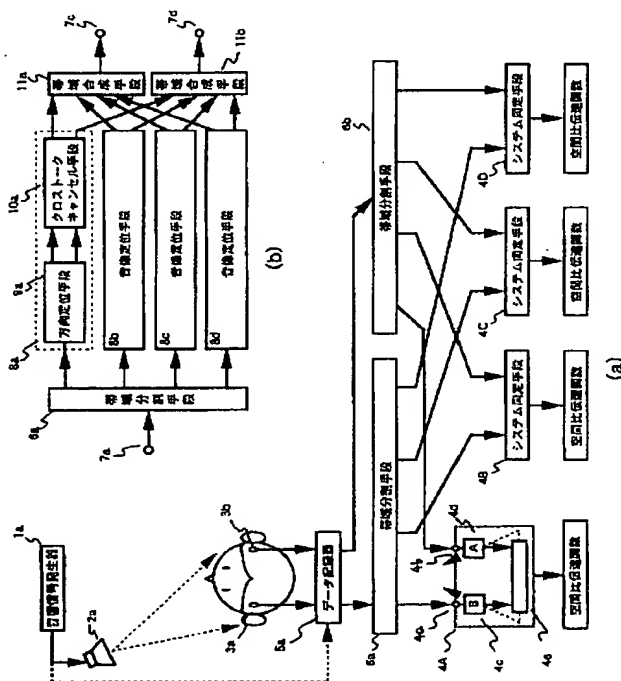
(74) 代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

(54) 【発明の名称】 音像定位方法および音像定位装置

(57) 【要約】

【構成】 実際の音源位置から白色雑音を発生し、片方の耳と他方の耳のマイク出力を未知システムのそれぞれ入力、出力とみなし、その未知システムを周波数帯域別に同定する。次に仮想音像位置で白色雑音を発生し、上記の操作を繰り返す。次に実際の音源位置の時の片方の耳のマイク出力を未知システムの入力、仮想音像位置の時の同じ耳のマイク出力を未知システムの出力とみなし、その未知システムを同定する。同定されたシステムを用い、複数の周波数帯域に分割された音響信号が、帯域別の音像定位手段によって音像定位演算が行われる。その帯域別出力を合成して出力信号を求める。

【効果】 音像定位装置のフィルタを安定かつ簡単に求めることができ、また、1つの音像定位手段で用いられるフィルタが低次数となり、安定性と音質・音像定位を両立させることができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】実音場中の音源位置から受聴者あるいは疑似頭の左耳の特定箇所までの第 1 の空間伝達関数と、右耳の特定箇所までの第 2 の空間伝達関数と、仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの第 3 の空間伝達関数と、右耳の前記特定箇所までの第 4 の空間伝達関数との演算を含み、演算結果より音像を任意の位置に定位させる音像定位方法であって、音源位置あるいは仮想音源位置から持続的励振条件を満たす音響信号を発生させ、左右の耳の前記特定箇所前記音響信号を記録し、前記第 1 から第 4 のいずれかの空間伝達関数の逆関数と、残りのいずれかの空間伝達関数との積で表される未知の伝達関数を、前記記録した音響信号を前記未知の伝達関数の入出力とみなして求めることを特徴とする音像定位方法。

【請求項 2】未知の伝達関数の入出力で、相対的に出力のデータを遅延させ、現在の出力が相対的に、過去の出力と現在と過去と未来の入力の線形演算で表したモデルを用いて、前記未知の伝達関数を求めることを特徴とする請求項 1 記載の音像定位方法。

【請求項 3】両耳間の音の到達時間差を測定し、求められた前記到達時間差の分だけ到達時刻の早い方のデータをシフトさせて、未知の伝達関数のうち、前記到達時間差と前記到達時間差以外の要素とを分離して求めることを特徴とする請求項 1 および請求項 2 記載の音像定位方法。

【請求項 4】実音場中の音源位置から受聴者あるいは疑似頭の左耳の特定箇所までの第 1 の空間伝達関数と、右耳の特定箇所までの第 2 の空間伝達関数と、仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの第 3 の空間伝達関数と、右耳の前記特定箇所までの第 4 の空間伝達関数との演算を含み、演算結果より音像を任意の位置に定位させる音像定位方法であって、音源位置あるいは仮想音源位置から持続的励振条件を満たす第 1 の音響信号を発生させ、左右の耳の前記特定箇所前記第 1 の音響信号を記録し、前記音源位置あるいは仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの音の伝搬時間と右耳の前記特定箇所までの伝搬時間との差を推定し、前記第 1 から第 4 のいずれかの空間伝達関数を自己回帰モデルの形で推定し、前記空間伝達関数の逆関数を前記持続的励振条件を満たす信号に畳み込み演算を施して第 2 の音響信号を求め、再び前記音源位置あるいは仮想音源位置から前記第 2 の音響信号を出力し、前記左右の耳の特定箇所前記第 2 の音響信号を記録し、前記第 1 から第 4 のいずれかの空間伝達関数の逆関数と、残りのいずれかの空間伝達関数との積で表される未知の伝達関数を、前記第 2 の音響信号より、あるいは前記第 1 の音響信号を含め、前記未知の伝達関数の入出力とみなして求めることを特徴とする音像定位方法。

【請求項 5】実音場中の音源位置から受聴者あるいは疑

似頭の左耳の特定箇所までの第 1 の空間伝達関数と、右耳の特定箇所までの第 2 の空間伝達関数と、仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの第 3 の空間伝達関数と、右耳の前記特定箇所までの第 4 の空間伝達関数との演算を含み、演算結果より音像を任意の位置に定位させる音像定位方法であって、

音源位置あるいは仮想音源位置から持続的励振条件を満たす音響信号を発生させ、前記左右の耳の特定箇所前記音響信号を記録し、音源位置あるいは仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの音の伝搬時間と右耳の前記特定箇所までの伝搬時間との差を推定し、前記第 1 から第 4 の空間伝達関数を自己回帰モデルの形でシステム同定手段により推定し、前記第 1 から第 4 のいずれかの空間伝達関数の逆関数と、残りのいずれかの空間伝達関数との積で表される未知の伝達関数を、2 つ自己回帰モデルの除算で表せる IIR フィルタの形で求めることを特徴とする音像定位方法。

【請求項 6】求められた伝達関数に持続的励振条件を満たす信号系列を入力し、その出力系列と前記入力信号系列から、前記伝達関数よりも低次数で再び同定し、低次数の伝達関数を求めることを特徴とする請求項 1 ～ 5 何れかに記載の音像定位方法。

【請求項 7】記録された音響信号にフィルタ処理を行った信号を、前記記録された音響信号に置き換えて未知の伝達関数の入出力として用いることを特徴とする請求項 1 ～ 5 何れかに記載の音像定位方法。

【請求項 8】記録した音響信号を帯域分割手段により複数の周波数帯域に分割し、各帯域ごとに帯域分割された音響信号を未知の伝達関数の入出力とみなして前記未知の伝達関数を求めることを特徴とする請求項 1 ～ 5 何れかに記載の音像定位方法。

【請求項 9】実音場中の音源位置から受聴者あるいは疑似頭の左耳の特定箇所までの第 1 の空間伝達関数と、右耳の特定箇所までの第 2 の空間伝達関数と、仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの第 3 の空間伝達関数と、右耳の前記特定箇所までの第 4 の空間伝達関数との演算を含み、演算結果より音像を任意の位置に定位させる音像定位装置において、

音響信号を複数の周波数帯域に分割する帯域分割手段と、分割された各周波数帯域の音響信号を合成する帯域合成手段と、各音像定位位置に関するフィルタのパラメータを持ち、音響信号とのフィルタ演算を行う音像定位手段と、1 チャンネル以上の音響信号入力部と、2 チャンネルの音響信号出力部を具備し、前記音響信号入力部は前記帯域分割手段の入力部に接続され、前記帯域分割手段の出力部は各周波数帯域に対応する前記音像定位手段の入力部に接続され、前記音像定位手段の出力部は対応する前記帯域合成手段の入力部に接続され、前記帯域合成手段の出力部が前記音響信号出力部に接続されていることを特徴とする音像定位装置。

【請求項10】 音像定位手段が方向定位手段とクロストーク・キャンセル手段で構成され、前記音像定位手段の入力部が前記方向定位手段の入力部となり、前記音像定位手段の出力部が前記クロストーク・キャンセル手段の出力部となり、前記方向定位手段は2つの出力部を持ち、前記方向定位手段の全ての第1の出力部が加算器を経てクロストーク・キャンセル手段の第1の入力部に接続され、前記方向定位手段の全ての第2の出力部が加算器を経てクロストーク・キャンセル手段の第2の入力部に接続されていることを特徴とする請求項9記載の音像定位装置。

【請求項11】 クロストーク・キャンセル手段が取り除かれ、方向定位手段の全ての第1の出力部が加算器を経て音像定位手段の第1の出力部となり、前記方向定位手段の全ての第2の出力部が加算器を経て音像定位手段の第2の出力部になることを特徴とする請求項10記載の音像定位装置。

【請求項12】 方向定位手段の出力部と帯域合成手段の入力部との間に、反射音生成手段を設けたことを特徴とした請求項10記載の音像定位装置。

【請求項13】 方向定位手段と並列に反射音生成手段を設けたことを特徴とした請求項10記載の音像定位装置。

【請求項14】 帯域合成手段の出力部と音響信号出力部の間に反射音生成手段を設けたことを特徴とする請求項9記載の音像定位装置。

【請求項15】 音響入力部と音響出力部の間に反射音生成手段を設けたことを特徴とした請求項9記載の音像定位装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、任意の位置に音像を定位させる音像定位方法および音像定位装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、音像を定位させる方法として、2スピーカやヘッドホンによる一般的なステレオ方法があった。一般的な2チャンネルステレオ方法では、左右2つのスピーカの間にのみしか音像を定位することができず、2つのスピーカの間以外、すなわち受聴者の周囲に定位させることはできなかった。また、ヘッドホンにおいては頭内定位と呼ばれる、頭の中に音像が定位する現象が生じていた。このため、実際の音場と較べてその印象はかけ離れたものとなっていた。

【0003】 そこで、通常の音源信号に処理を施して、2スピーカでも受聴者の周囲に音像を定位させたり（以下、立体音場処理と呼ぶ）、ヘッドホンで頭外定位を実現させる（以下、頭外定位処理と呼ぶ）方法が提案されている。まず本発明の説明の前に、立体音場処理や頭外

定位処理の基本となる原理を以下に説明する。

【0004】 まず立体音場処理の原理を、図2を用いて説明する。仮想音源位置Oにおいて音源信号uが放射され、それが空間を伝わって左耳ELと右耳ERに到達するものとする。このとき、左耳ELでの音響信号を $y_{L1}$ 、右耳ERでの音響信号を $y_{R1}$ とする。この状態において、仮想音源位置Oから左耳EL、右耳ERへの伝搬を伝達関数で表すことができる。この伝達関数を今後空間伝達関数と呼ぶことにする（文献によれば頭部伝達関数と呼ばれることもあるが、厳密に言えば頭部伝達関数以外の場合もあるため、ここではこのように呼ぶことにする）。仮想音源位置Oから左耳ELへの空間伝達関数を $T_L$ 、右耳ERへの空間伝達関数を $T_R$ と定義する。ここで、仮想音源位置OからEL、ERのうち経路が短い方をメインパス、長い方をクロストークパスと呼ぶことにし、それぞれ $T_M$ 、 $T_C$ とする。これからの説明では、受聴者から見て左側に仮想音源があるものと限定して話を進めることにする。仮想音源が右側にある場合でも、大筋には変わりがない。

【0005】 音源位置での音響信号と耳での音響信号との関係は、

$$y_{L1} = T_L \cdot u = T_M \cdot u \quad (1-1)$$

$$y_{R1} = T_R \cdot u = T_C \cdot u \quad (1-2)$$

で表される。次に、実際に設置される左スピーカSLと右スピーカSRでの音響信号をそれぞれ $x_L$ 、 $x_R$ とする。ここで仮定として、この2つのスピーカは受聴者に対し左右対称に置かれているものとする。これら2つのスピーカから放射された音が、受聴者の左耳ELで $y_{L2}$ 、右耳ERで $y_{R2}$ なる音響信号として到達する。このとき、SLからEL、SRからERへの伝達経路がメインパスで、この空間伝達関数を $S_M$ とする。また、SLからER、SRからELへの伝達経路がクロストークパスで、この空間伝達関数を $S_C$ とする。このときの関係は、

$$y_{L2} = S_M \cdot x_L + S_C \cdot x_R \quad (2-1)$$

$$y_{R2} = S_C \cdot x_L + S_M \cdot x_R \quad (2-2)$$

となる。ここで、実際には2つのスピーカSLとSRから音を放射するが、あたかも点Oから聞こえるようにするためには、

$$y_{L1} = y_{L2} \quad (3-1)$$

$$y_{R1} = y_{R2} \quad (3-2)$$

となるようにすればよい。したがって、

$$S_M \cdot x_L + S_C \cdot x_R = T_L \cdot u \quad (4-1)$$

$$S_C \cdot x_L + S_M \cdot x_R = T_R \cdot u \quad (4-2)$$

となり、 $x_L$ と $x_R$ について解けば、

$$x_L = (1 - F_C^2)^{-1} (F_L - F_C \cdot F_R) u \quad (5-1)$$

$$x_R = (1 - F_C^2)^{-1} (F_R - F_C \cdot F_L) u \quad (5-2)$$

となる。ただし、

$$F_C = S_C / S_M, \quad F_L = T_L / S_M, \quad F_R = T_R / S_M \quad (5-3)$$

である。更に書き直して、

$$x_L = (1 - F_c^2)^{-1} (1 - F_c \cdot F_s) F_M \cdot u \quad (6-1)$$

$$x_R = (1 - F_c^2)^{-1} (F_s - F_c) F_M \cdot u \quad (6-2)$$

と表すことができる。ただし、

$$F_s = T_c / T_M, \quad F_M = T_M / S_M \quad (6-3)$$

である。すなわち、音響信号  $u$  に式上式で表される信号処理を施せば、2つのスピーカ  $S_L$ 、 $S_R$  で、あたかも点  $O$  に音像があるように聞こえる。ここで、フィルタ  $F_c^2$  のゲインが 1 に比べて十分に小さいときは、この部分を省いて、

$$x_L = (F_L - F_c \cdot F_R) u \quad (7-1)$$

$$= (1 - F_c \cdot F_s) F_M \cdot u \quad (8-1)$$

$$x_R = (F_R - F_c \cdot F_L) u \quad (7-2)$$

$$= (F_s - F_c) F_M \cdot u \quad (8-2)$$

$$F_L = T_L / H_M, \quad F_R = T_R / H_M, \quad F_M = T_M / H_M \quad (9)$$

と置き換えれば、頭外定位を実現できる。この回路は図 3 (b) で表される。

【0008】これまでに述べた原理は、1960年代に既に発表されており、多くの文献（代表例として、鹿島出版会から発行されているブラウエル・森本・後藤編著の「空間音響」を挙げる）から公知の事実となっている。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】以上に記した立体音場処理や頭外定位処理の原理の説明から、空間伝達関数 ( $T_M$ 、 $T_c$ 、 $S_M$ 、 $S_c$ 、 $H_M$ ) の同定が重要な鍵を握っていることがわかる。この同定には、様々な手法が発表されているが、この多くが高速フーリエ変換等を用いて、単体の空間伝達関数を求めている。

【0010】この原理によると、立体音場処理や頭外定位処理の基本単位は  $F_M$ 、 $F_s$ 、 $F_c$  であり、ある空間伝達関数と、もう 1 つの空間伝達関数の逆関数との畳み込み演算された伝達関数とみなすことができる。今後、このような 2 つの空間伝達関数の演算形式で表せる伝達関数を便宜上、空間比伝達関数と呼ぶことにする。

【0011】ここで、空間伝達関数を通常の FIR フィルタや IIR フィルタで求めると、一般に零点は全て単位円内に入るとは限らない。むしろ単位円外に零点が存在することの方が多い。そのため、その空間伝達関数の逆関数をとると単位円外の極が生じ、空間比伝達関数は不安定となる。この対策のため、単位円外に生じた極を単位円に対して折り返して再配置する等の安定化処理を行う必要があった。

【0012】また、空間比伝達関数  $F_M$ 、 $F_s$ 、 $F_c$  で、低音から高音までの広い周波数をカバーするためには、フィルタの次数をかなり大きくしなくてはならない。しかし次数の増加に伴い、パラメータ数の増加や、極が単位円の近傍に集中し、発振しやすい等安定性の問題を生じた。したがって、音質・音像定位の効果と安定性がトレードオフの関係となっていた。

【0013】本発明は上記の問題を鑑みてなされたもの

とすることができる。

【0006】この処理を回路で表したものが図 3 (a) である。ここでは、入力チャンネルを複数に拡張している。ここで、方向定位手段は図 4 (a) または (b) で表され、クロストーク・キャンセル手段は図 4 (c) で表される。

【0007】以上は 2 スピーカによる立体音場処理の原理であったが、2 つのスピーカをヘッドホンに置き換えれば、頭外定位処理にも使える。この場合、ヘッドホンでのクロストークパスはメインパスに比べてゲインが十分小さいと仮定できるので、 $F_c$  に関する項は 0 とみなすことができる。ヘッドホンから耳までの伝達関数を  $H_M$  とすれば、

で、空間比伝達関数を安定にかつ簡単、高精度に求めることができる音像定位方法と、音質・音像定位の効果と安定性を両立させた音像定位装置を提供することを目的とするものである。

【0014】

【課題を解決するための手段】これらの課題を解決する手段として、本発明は、実音場中の音源位置から受聴者あるいは疑似頭の左耳の特定箇所までの第 1 の空間伝達関数と、右耳の特定箇所までの第 2 の空間伝達関数と、仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの第 3 の空間伝達関数と、右耳の前記特定箇所までの第 4 の空間伝達関数との演算を含み、演算結果より音像を任意の位置に定位させる音像定位装置における音像定位方法において、左右の耳の前記特定箇所にマイクロホンを備え、音源位置あるいは仮想音源位置から持続的励振条件を満たす音響信号を発生させ、マイクロホン出力信号を記録し、第 1 から第 4 のいずれかの空間伝達関数の逆関数と、残りのいずれかの空間伝達関数との積で表される未知の伝達関数を、前記マイクロホン出力信号を前記未知の伝達関数の入出力とみなしたシステム同定手段を用いて求めたことを特徴とする。

【0015】また、本発明は、未知の伝達関数の入出力で、相対的に出力のデータを遅延させ、現在の出力が相対的に、過去の出力と現在と過去と未来の入力の線形演算で表したモデルを用いて、前記未知の伝達関数を求めたことを特徴とする。

【0016】また、本発明は、両耳間の音の到達時間差を測定し、求められた前記到達時間差の分だけ到達時刻の早い方のデータをシフトさせて、未知の伝達関数のうち、前記到達時間差と前記到達時間差以外の要素とを分離して求めることを特徴とする。

【0017】また、本発明は、左右の耳の前記特定箇所にマイクロホンを備え、音源位置あるいは仮想音源位置から持続的励振条件を満たす第 1 の音響信号を発生させ、マイクロホン出力信号を記録し、音源位置あるいは

仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの音の伝搬時間と右耳の前記特定箇所までの伝搬時間との差を推定し、前記第1から第4のいずれかの空間伝達関数を自己回帰モデルの形で推定し、前記空間伝達関数の逆関数を前記持続的励振条件を満たす信号に畳み込み演算を施し、再び前記音源位置あるいは仮想音源位置からその第2の音響出力し、このときのマイクロホン出力信号を記録し、第1から第4のいずれかの空間伝達関数の逆関数と、残りのいずれかの空間伝達関数との積で表される未知の伝達関数を、前記マイクロホン出力信号より、あるいは前記第1の音響信号を含め、前記未知の伝達関数の入出力とみなしたシステム同定手段を用いて求めることを特徴とする。

【0018】また、本発明は、左右の耳の前記特定箇所にマイクロホンを備え、音源位置あるいは仮想音源位置から持続的励振条件を満たす音響信号を発生させ、マイクロホン信号を記録し、音源位置あるいは仮想音源位置から左耳の前記特定箇所までの音の伝搬時間と右耳の前記特定箇所までの伝搬時間との差を推定し、前記第1から第4の空間伝達関数を自己回帰モデルの形で推定し、前記第1から第4のいずれかの空間伝達関数の逆関数と、残りのいずれかの空間伝達関数との積で表される未知の伝達関数を、2つ自己回帰モデルの除算で表せるIIRフィルタの形で求めることを特徴とする。

【0019】また、本発明は、求められた伝達関数に持続的励振条件を満たす信号系列を入力し、その出力系列と前記入力信号系列から、前記伝達関数よりも低次数で再び同定し、低次数の伝達関数を求めたことを特徴とする。

【0020】また、本発明は、記録されたマイクロホン信号にフィルタ処理を行った信号を、前記マイクロホン信号に置き換えてシステム同定手段の入出力として用いることを特徴とする。

【0021】また、本発明は、記録した音響信号を帯域分割手段により複数の周波数帯域に分割し、各帯域ごとに帯域分割された音響信号を未知の伝達関数の入出力とみなして前記未知の伝達関数を求めることを特徴とする。

【0022】また、本発明は、音響信号を複数の周波数帯域に分割する帯域分割手段と、分割された各周波数帯域の音響信号を合成する帯域合成手段と、各音響定位位置に関するフィルタのパラメータを持ち、音響信号とのフィルタ演算を行う音響定位手段と、1チャンネル以上の音響信号入力部と、2チャンネルの音響信号出力部を備え、前記音響信号入力部は前記帯域分割手段の入力部に接続され、前記帯域分割手段の出力部は各周波数帯域に対応する前記音響定位手段の入力部に接続され、前記音響定位手段の出力部は対応する前記帯域合成手段の入力部に接続され、前記帯域合成手段の出力部が前記音響信号出力部に接続されていることを特徴とする。

【0023】また、本発明は、音響定位手段が方向定位手段とクロストーク・キャンセル手段で構成され、前記音響定位手段の入力部が前記方向定位手段の入力部となり、前記音響定位手段の出力部が前記クロストーク・キャンセル手段の出力部となり、前記方向定位手段は2つの出力部を持ち、前記方向定位手段の全ての第1の出力部が加算器を経てクロストーク・キャンセル手段の第1の入力部に接続され、前記方向定位手段の全ての第2の出力部が加算器を経てクロストーク・キャンセル手段の第2の入力部に接続されていることを特徴とする。

【0024】また、本発明は、クロストーク・キャンセル手段が取り除かれ、方向定位手段の全ての第1の出力部が加算器を経て音響定位手段の第1の出力部となり、前記方向定位手段の全ての第2の出力部が加算器を経て音響定位手段の第2の出力部になることを特徴とする。

【0025】また、本発明は、方向定位手段の出力部と帯域合成手段の入力部との間に、反射音生成手段を設けたことを特徴とする。

【0026】また、本発明は、方向定位手段と並列に反射音生成手段を設けたことを特徴とする。

【0027】また、本発明は、帯域合成手段の出力部と音響信号出力部の間に反射音生成手段を設けたことを特徴とする。

【0028】また、本発明は、音響入力部と音響出力部の間に反射音生成手段を設けたことを特徴とする。

【0029】

【作用】図5に示すようなシステムを考え、入力が共通な2つの伝達関数をそれぞれA、Bとする。時刻tにおけるその共通な入力系列を $in(t)$ とし、伝達関数Aを介した出力系列を $out_a(t)$ 、伝達関数Bを介した出力系列を $out_b(t)$ とすると、

$$out_a(t) = A \times in(t)$$

$$out_b(t) = B \times in(t)$$

と表すことができ、

$$in(t) = A^{-1} \times out_a(t)$$

と変形できることから、

$$out_b(t) = (B/A) \times out_a(t)$$

とすることができる。すなわち、伝達関数A、Bを単独で求めることをせずに、 $out_a(t)$ と $out_b(t)$ のデータのみから $B/A$ を最小2乗法等より直接求めることができる。

【0030】従って、伝達関数の逆演算を行う必要がないため、安定にかつ簡便に伝達関数を求めることができる。

【0031】また上式で入力 $in(t)$ を白色雑音とすれば、伝達関数Aは自己回帰モデル(ARモデル)で同定することができる。ARモデルとは、

【0032】

【数1】

$$\begin{aligned} \text{out}(t) &= -\{a_1 \cdot \text{out}(t-1) + \dots + a_m \cdot \text{out}(t-m)\} + b_0 \cdot \text{in}(t) \\ &= \frac{b_0}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}} \cdot \text{in}(t) \end{aligned}$$

【0033】で表されるモデルである。このようにして求められた伝達関数は極のみで零点がないため、その逆関数は零点のみとなり、従って安定な逆関数 $A^{-1}$ が得られる。このようにして得られた逆関数 $A^{-1}$ に白色雑音を入力し、その出力を伝達関数 $B$ に入力し、その伝達関数 $B$ の出力は

$$\text{out } b(t) = B \times \{A^{-1} \times \text{in}(t)\} = (B/A) \times \text{in}(t)$$

となる。従って、自己回帰移動平均モデル（ARMAモデル）等でモデル化を行い、最小2乗法等で同定すれば、伝達関数 $(B/A)$ を求めることができる。

【0034】また、伝達関数 $B$ もARモデルの形で同定して、前述のようにして求められた逆関数 $A^{-1}$ とを合わせて伝達関数 $(B/A)$ を求めることもできる。

【0035】また、音像定位手段に用いられるフィルタは、同じ次数であれば周波数の分解能はサンプリング周波数に比例する。次数にもよるが、IIRフィルタで次数30程度であれば、経験的にサンプリング周波数の $1/50 \sim 1/20$ 以下の周波数成分の精度はあまりよくない。また当然ながら、ナイキストの原理より、サンプリング周波数の $1/2$ 以上の周波数成分は表現できない。したがって、低い周波数の音響信号は低いサンプリング周波数で、高い周波数の音響信号は高いサンプリング周波数を用いれば良い。

【0036】そこで、最初は高い周波数でサンプリングし、周波数の高い成分はそのままのサンプリング周波数で伝達関数を求め、低い周波数はデシメーション処理によってサンプリング周波数を落として伝達関数を求めるといった帯域分割処理を行う。

【0037】音像定位装置についても同様に、各周波数帯域別に上記で求められた伝達関数で表されるフィルタで構成された音像定位手段を用意する。元の音響信号を帯域分割し、各周波数帯域について音像定位処理演算を施し、その後、帯域合成手段によって各周波数帯域の音像定位処理された音響信号が合成され、通常の帯域を持つ音響信号となって出力されるようにする。

【0038】このように、周波数帯域を分割することで、低次数で高精度の音像定位演算を行うことができる。低次数であるために、高次数の場合に比較して極が単位円周付近から離れ、安定性も向上する。また、各帯域ごとにフィルタの次数、演算語長、演算のためのスケールリングを定めることができるため、人間の耳で敏感な帯域は高精度に、比較的鈍い帯域では簡略化して、音質・音像定位の精度と演算処理の軽減との両立を図ること

ができる。また、個人差の小さい帯域では、音像定位手段のフィルタのパラメータを標準化されたパラメータを用いることで、フィルタの個人別パラメータの数を削減することができる。

【0039】

【実施例】

（実施例1）本発明の第1の実施例を図6と図7を参照しながら説明する。まず所望の反射音の条件を満たす部屋（反射音が不要な場合には無響室、反射音の効果が欲しい場合にはその条件を持つ部屋）において仮想音源位置にスピーカを置き、そのスピーカから白色雑音を発生させる。白色雑音は、ナイキスト周波数までの全ての周波数成分を含んでおり、持続的励振条件を満たしている。その音が空間を伝搬し、受聴者または疑似頭の左右の外耳道に取り付けられたマイクロホンの信号および元信号をデータ記録器（例えばDAT）に記録する。左耳での信号系列を $y_{L1}$ 、右耳での信号系列を $y_{R1}$ 、元の白色雑音信号系列を $e$ とする。ここで仮想音源位置は受聴者から見て左側にあるものと仮定する。仮想音源から左耳のマイクまでの空間伝達関数を $T_M$ 、右耳のマイクまでの空間伝達関数を $T_C$ としたとき、

$$y_{L1} = T_M \cdot e$$

$$y_{R1} = T_C \cdot e$$

となるため、前述の2つの式から $e$ を消去し、空間比伝達関数 $F_S = T_C / T_M$ とすると

$$y_{R1} = (T_C / T_M) \times y_{L1} = F_S \cdot y_{L1}$$

と表すことができるので、入力系列を $y_{L1}$ 、出力系列を $y_{R1}$ としたシステムを考え、最小2乗法や最尤法などのシステム同定手法を用いて $F_S$ を求めることができる。

図6では、逐次的に求める手法の場合を示しているが、これがオフラインのバッチ処理の方法でも効果は同様である。

【0040】次に、実際のスピーカ位置にスピーカを置き、前と同様の操作を繰り返す。こちらの方は、無響室で測定することが望ましい。スピーカから出力する白色雑音 $e$ は全く同じものを用いる。この場合、実際のスピーカが左右対称に置かれているならば、スピーカは左右のうちどちらか一方を使えばよいが、ここでは左側のスピーカを用いることにする。このとき、左耳での信号系列を $y_{L2}$ 、右耳での信号系列を $y_{R2}$ 、音源から左耳のマイクまでの空間伝達関数を $S_M$ 、右耳のマイクまでの空間伝達関数を $S_C$ とすると、

$$y_{R2} = (S_C / S_M) \times y_{L2} = F_C \cdot y_{L2}$$

なるシステムにおいて同定すれば空間比伝達関数 $F_C =$



$S_c/S_M$ が求められる。すなわち、未知システムを考え、その入力系列を $y_{L2}$ 、出力系列を $y_{R2}$ とみなしてその未知システムを同定すればよい。

【0041】また、最初に記録した $y_{L1}$ と次に記録した $y_{L2}$ を用いて、

$$y_{L1} = (T_M/S_M) \times y_{L2} = F_M \cdot y_{L2}$$

なるシステムで同定すれば空間比伝達関数 $F_M = T_M/S_M$ が求められる。このとき、元の信号系列 $e$ を用いれば、この2つのデータ $y_{L1}$ 、 $y_{L2}$ の同期合わせが楽にできる。このような手続きによって、図4(a)～(c)に示す立体音場処理回路のフィルタを全て求めることができる。

【0042】この手続きによると、伝達関数の逆演算は必要ない。したがって、直接安定な空間比伝達関数を求めることができる。もし、従来のように単独の空間伝達関数を同定すれば、音の到来方向に関する特性の他にスピーカやマイクロホン、音の到来方向には依存しない耳

の特性が加わり、その分だけ次数を上げて同定しないと、音の到来方向に関する特性の抽出が精度良くできない。当発明の方法では、スピーカやマイクロホン、音の到来方向には依存しない耳の特性が当初からキャンセルされており、その分低次数で同定できる。

【0043】なお、ここでは元信号 $e$ を記録したが、特に記録しなくても、元信号が既知であれば同様の効果を有することができる。これは、以下の実施例においても同様である。

【0044】また、マイクロホン信号にフィルタ処理を施し、そのデータ信号を用いて同定すれば、空間比伝達関数の周波数特性等の修整ができるといった効果も表れる。

【0045】また、空間比伝達関数のモデルとして、通常の

$$\begin{aligned} & \text{【0046】} \\ & \text{【数2】} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{out}(t) &= -\{a_1 \cdot \text{out}(t-1) + \dots + a_m \cdot \text{out}(t-m)\} \\ & \quad + \{b_0 \cdot \text{in}(t) + b_1 \cdot \text{in}(t-1) + \dots + b_n \cdot \text{in}(t-n)\} \\ &= \frac{b_0 \cdot b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}} \cdot \text{in}(t) \end{aligned}$$

【0047】で表されるIIRフィルタ形の伝達関数モデルや

$$\begin{aligned} & \text{【0048】} \\ & \text{【数3】} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{out}(t) &= b_0 \cdot \text{in}(t) + b_1 \cdot \text{in}(t-1) + \dots + b_n \cdot \text{in}(t-n) \\ &= (b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}) \cdot \text{in}(t) \end{aligned}$$

【0049】で表されるFIRフィルタの形の伝達関数モデルを用いても良いが、現在の出力が、過去の出力と過去から未来の入力の線形結合で表せるモデルを用いる

$$\begin{aligned} & \text{こともできる。これは} \\ & \text{【0050】} \\ & \text{【数4】} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{out}(t) &= -\{a_1 \cdot \text{out}(t-1) + \dots + a_m \cdot \text{out}(t-m)\} \\ & \quad + \{b_0 \cdot \text{in}(t+p) + b_1 \cdot \text{in}(t+p-1) \\ & \quad + \dots + b_n \cdot \text{in}(t+p-n)\} \\ &= \frac{b_0 b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}} \cdot z^p \cdot \text{in}(t) \end{aligned}$$

【0051】や、時系列をシフトさせて  
【0052】

$$\text{【数5】}$$

$$\begin{aligned} \text{out}(t-p) &= -\{a_1 \cdot \text{out}(t-p-1) + \dots + a_m \cdot \text{out}(t-p-m)\} \\ & \quad + \{b_0 \cdot \text{in}(t) + b_1 \cdot \text{in}(t-1) + \dots + b_n \cdot \text{in}(t-n)\} \\ &= \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-p-1} + a_2 z^{-p-2} + \dots + a_m z^{-p-m}} \cdot \text{in}(t) \end{aligned}$$

【0053】のように表せる。このモデルを用いると、非最小位相系のシステムで、インパルス応答の立ち上がり時間が比較的長いものでも精度良く、安定性も良く同

定できるといった効果も生まれる。

【0054】（実施例2）本発明の第2の実施例を図6および図8、図9を参照しながら説明する。実施例1と

同様に仮想音源位置にスピーカを置く。そのスピーカから、インパルス信号あるいはステップ信号を出力して、左耳と右耳に備え付けられたマイクロホンの出力より、両耳間の音の到達時間差を測定する。図 8 にインパルス信号の場合の例を示す。

【0055】あるいは、スピーカから白色雑音を出力し、両耳のマイクロホン出力信号の相互相関係数を求め、その最大値の点を見つけることで、両耳間の到達時間差が求められる。すなわち、時刻  $t$  での左耳での信号系列を  $y_{L1}(t)$ 、右耳での信号系列を  $y_{R1}(t)$  としたとき、

$$R(d) = E[y_{L1}(t+d) \cdot y_{R1}(t)]$$

ただし、 $E[\cdot]$  は平均を表す。なる相互相関係数  $R(d)$  を求め、その  $R(d)$  が最大となる  $d$  を両耳間の到達時間差とみなすものである。

【0056】このようにして求められた時間差を、離散時間系で遅延演算子を用いて  $z^{-d}$  と表す。スピーカから持続的励振条件を満たす信号を出力し、左耳での信号系列を  $y_{L1}$ 、右耳での信号系列を  $y_{R1}$  とする。ここで、左耳への経路をメインパスと仮定すると、音の右耳への到達時刻が左耳よりも遅いため、その分左耳でのデータをシフトする。すなわち、

$$y_{R1} = (T_c/T_M) \times z^{-d} y_{L1}$$

となり、空間比伝達関数の到達時間差成分と音色変化成分とを分離して求めたことになる。以下、実スピーカ位置の場合でも同様の操作を繰り返す。以上の手続きを図 9 に示す。

【0057】本実施例の方法は、実施例 1 に比べて、到達時間差を分離して求めたことで、その分だけ空間比伝達関数のパラメータ数を更に削減することが可能である。

【0058】なお、実際に求められた  $d$  よりも若干小さい値を到着時間差成分とみなして空間比伝達関数を求めることもできる。

【0059】（実施例 3）本発明の第 3 の実施例を図 10 を参照しながら説明する。まず実際のスピーカ位置で左側のみにスピーカを置き、そのスピーカから白色雑音を生じさせる。その音が空間を伝搬し、受聴者または疑似頭の左右の外耳道に取り付けられたマイクロホンの信号および元信号をデータ記録器に記録する。左耳での信号系列を  $y_{L3}$ 、右耳での信号系列を  $y_{R3}$  とする。まず、実施例 2 と同様の手法で  $y_{L3}$  と  $y_{R3}$  との間の空間比伝達関数の時間遅れ要素を求める。次に信号系列  $y_{L3}$  より、空間伝達関数  $S_M$  をレビンソン・ダービン法、バーク法、最小 2 乗法等を用いて AR モデルの形で同定する。AR モデルは高速かつ安定に同定できる長所を持っており、極のみで零点を持たないため、逆関数も容易かつ安定に求めることができる。求められた空間伝達関数の逆関数  $S_M^{-1}$  に白色雑音を畳み込み、その出力信号系列を  $p$  とする。その信号系列  $p$  をもう 1 度前述のスピーカか

ら出力し、そのときの右耳での信号系列  $y_{R4}$  を記録する。この  $y_{R4}$  より、レビンソン・ダービン法、最小 2 乗法等で、ARMA モデル等のモデルの形で同定し、その結果に前に求めた時間遅れ要素を加えることで、空間比伝達関数  $F_c = S_c/S_M$  が求められる。

【0060】次に仮想音源位置にスピーカを置き、前と同様に両耳間の到達時間差を求める。次に前述の信号系列  $p$  を出力し、左耳での信号系列  $y_{L5}$ 、右耳での信号系列  $y_{R5}$  を記録する。これも、上と同様に  $y_{L5}$  と  $y_{R5}$  をレビンソン・ダービン法、最小 2 乗法等で、ARMA モデル等の形で同定すれば、空間比伝達関数  $F_L = T_L/S_M$ 、 $F_R = T_R/S_M$  の音色変化成分が求められ、これらに時間遅れ要素をクロストークパスの方の空間比伝達関数に付加すれば良い。このようにすれば、図 4 (b) に示す立体音場処理回路のフィルタを求めることができる。

【0061】（実施例 4）本発明の第 4 の実施例を図 11 を参照しながら説明する。まず実際のスピーカ位置で左側のみにスピーカを置き、そのスピーカから白色雑音を生じさせる。その音が空間を伝搬し、受聴者または疑似頭の左右の外耳道に取り付けられたマイクロホンの信号および元信号をデータ記録器に記録する。左耳での信号系列を  $y_{L3}$ 、右耳での信号系列を  $y_{R3}$  とする。まず、実施例 2 と同様の手法で  $y_{L3}$  と  $y_{R3}$  との間の空間比伝達関数の時間遅れ要素を求める。次に信号系列  $y_{L3}$ 、 $y_{R3}$  より、空間伝達関数  $S_M$ 、 $S_c$  をレビンソン・ダービン法、バーク法、最小 2 乗法等を用いて AR モデルで同定する。

【0062】次に仮想音源位置にスピーカを置き、同様に左耳での信号系列  $y_{L4}$ 、右耳での信号系列  $y_{R4}$  より左右の耳への音の到達時間差、AR モデル型の空間伝達関数  $T_L$ 、 $T_R$  を求める。

【0063】そして、求められた AR モデル型の空間伝達関数  $T_L$ 、 $T_R$ 、 $S_c$  を、 $S_M$  の逆関数  $S_M^{-1}$  と掛け合わせて、IIR フィルタ型の空間比伝達関数を求める（図 12 参照）。これに、前に求めた時間遅れ要素を加える。

【0064】この手法では、同定が AR モデルのみなので、高速かつ簡便である利点がある。但し、出来上がりの IIR フィルタの次数が大きくなるデメリットも生じる。

【0065】なお、上記の欠点を克服するために、求められた IIR フィルタの極と零点を求め、ほぼ重なりキャンセルされるものを取り除くことで、次数を減らすことが可能である。

【0066】また、この IIR フィルタに持続的励振条件を満たす信号（例えば白色雑音）を入力し、その出力系列と入力系列を用いて再び最小 2 乗法等で同定し直すことにより、低次数の IIR フィルタに直すことも可能である。

【0067】（実施例5）本発明の第5の実施例を図1と図13～図15を参照しながら説明する。実施例1において、帯域分割手段を設け、データ記録器からの音響信号を帯域分割して、それぞれの周波数帯域において空間比伝達関数を求めるものである。

【0068】まず、図1（a）において、空間比伝達関数  $F_s = T_c / T_M$  を求める過程で、データ記録器からの出力  $y_{L1}$  と  $y_{R1}$  が帯域分割手段に入力され、複数の周波数帯域に分割される。ここでは4つの帯域に分割する例を考えてみる。ここで、帯域分割手段として図14（a1）を用い、図13に示すような周波数特性になるように各フィルタの係数を設定する。高域通過フィルタ19aは  $F_{HH}$ 、帯域通過フィルタ20aは  $F_{HL}$ 、20bは  $F_{LH}$ 、低域通過フィルタは  $F_{LL}$  の特性を持つ。これらのフィルタは、後のデシメーション処理によるサンプリング周波数を落とす際、折り返し歪（エイリアジング）を防ぐ役割もある。そして間引き手段によってサンプリング周波数を落とす。例えば、間引き手段22aではデシメーション次数2、間引き手段22bではデシメーション次数4、間引き手段22cではデシメーション次数8とする。

【0069】図15にデータの概略を示しているが、元信号（a）がフィルタにより帯域外の成分が除去されて（b）の波形が得られた後、間引き手段によりデータのデシメーション処理（図ではデシメーション次数4）が行われ、4回に1回のペースでデータが取られる。したがって、サンプリング周波数が  $1/4$  に落とされる。

【0070】このように帯域分割され、サンプリング周波数も落とされた信号が帯域別に用意されたシステム同定手段に入力され、空間比伝達関数が求められる。

【0071】以下同様の手続きで、他の未知の空間比伝達関数  $F_c$ 、 $F_M$  も求めることができる。

【0072】なお、高域通過フィルタを省略し、帯域通過フィルタは低域通過フィルタに置き換えることも可能である。また、間引き手段でのデシメーション次数は、（22aの次数）＜（22bの次数）＜（22cの次数）であれば、他の値でも良い。

【0073】また、帯域分割手段として、図14（a2）～（a5）を用いても同様である。ここで、（a4）と（a5）のように間引き手段を省略した場合には、 $d$ （本来のデシメーション次数）個ごとのデータを用いる必要がある。この場合、間引き手段によるデータ個数の減少がないため、元のデータ個数が少ない場合でも同定することが可能となる。

【0074】（実施例6）本発明の第6の実施例を図1、図13～図17を参照しながら説明する。図1

（b）に、実施例5で求められた空間比伝達関数を用いた立体音場処理装置の例を示している。本装置は、入力部1チャンネル、出力部2チャンネル、帯域分割数は4である。方向定位手段は図4（a）または（b）で表され、クロストーク・キャンセル手段は図4（c）で表さ

れる。帯域分割数は4で、帯域分割手段は図14（a1）で表され、帯域合成手段は図14（b1）で表される。

【0075】まず、CD等によるデジタル信号や、A/D変換器でデジタルに変換された信号が入力部に入力され、帯域分割手段に送られる。帯域分割のために、最も低い周波数帯域には低域通過フィルタ（LPF）が、最も高い周波数帯域には高域通過フィルタ（HPF）が、その他の帯域には帯域通過フィルタ（BPF）が並列に接続されており、あらかじめ設定した周波数帯域に分割する。帯域分割手段の動作は、実施例5と同じである。帯域分割された信号は、音像定位手段に入力される。

【0076】音像定位手段では、最初に方向定位手段によって仮想音像定位演算がなされる。その2チャンネルの出力がクロストーク・キャンセル手段に入力され、実際のスピーカ配置で予想されるクロストーク成分を取り除き、2チャンネルの出力を得る。その信号は帯域合成手段に入力される。

【0077】帯域合成手段では、まずサンプリング周波数を上げるために、音像定位処理後の波形図15（d）に補間データを挿入する。図15（e）ではゼロを挿入しているが、前時刻のデータのホールドや前後のデータの内分値でもよい。その後に帯域通過フィルタ（あるいは低域通過フィルタ）をかけて平滑化され、元のサンプリング周波数のデータ（f）に変換される。最高域での動作も、帯域分割・合成に高域通過フィルタを用い、間引き手段と補間手段を用いないという点以外は同様である。

【0078】これらの各帯域の音像定位処理後の信号を加算し合成した後、出力部に送られる。出力部からの信号は、D/A変換器でアナログ信号に変換された後に、アンプで増幅されて、スピーカで出力される。

【0079】帯域分割手段を図14（a2）～（a3）、帯域合成手段を図14（b2）～（b3）にした場合も同様である。この場合、帯域を  $p$  オクターブ（ $p$  は正の実数）ごとに分割すると、低域通過フィルタや高域通過フィルタのパラメータは、全て同じものを用いることができ、パラメータを格納するメモリの削減を図ることができる。

【0080】図14の（a4）と（a5）は間引き手段を、（b4）と（b5）は補間手段を省いたもの示している。図16（a）で伝達関数  $T(z^{-1})$  が

【0081】

【数6】

$$T(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_m z^{-m}}$$

【0082】のように表せるシステムでは、図14（b）で伝達関数  $T(z^{-n})$  が

【0083】

【数7】

$$T(z^{-D}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-D} + b_2 z^{-2D} + \dots + b_n z^{-nD}}{1 + a_1 z^{-D} + a_2 z^{-2D} + \dots + a_m z^{-mD}}$$

【0084】で表されるシステム、すなわち、図16(b)で表せるシステムに変換することができる。したがって、図17のように、Dごとのデータを用いて音像定位処理を行えばよい。この場合、帯域合成手段のフィルタを省いて、演算回数を削減することも可能である。

【0085】なお、図18のように、入力チャンネルをk個にし、帯域分割手段もk個、1つの音像定位手段に設けられる方向定位手段もk個にし、各方向定位手段の出力が加算されて、クロストーク・キャンセル手段に入力させるようにして、入力チャンネルを複数個に拡張することができる。

【0086】また、本実施例では帯域分割数は4としたが、3以下や5以上でも同様の効果を有する。

【0087】（実施例7）本発明の第7の実施例を図19を参照しながら説明する。図1(b)の装置で、周波数の高い帯域の音像定位手段10aで、クロストーク・キャンセル手段を省いたものである。高域になると受聴位置のずれによる位相のずれが大きくなり、クロストークのキャンセルがうまくいなくなる。例えば、周波数10kHzでは波長が約3.4cmとなり、左右の耳への音の伝搬経路が半波長の1.7cmずれると逆位相となり、クロストークのキャンセルではなく逆にクロストークを強めあう結果となる。通常、全ての周波数成分に対する高域のエネルギーの比率はあまり大きくないので、高域のクロストーク・キャンセル手段をはずしても特に問題はなく、パラメータおよび演算回数の削減と受聴範囲の拡大を図ることが出来る。

【0088】（実施例8）本発明の第8の実施例を図20を参照しながら説明する。これは2チャンネル入力でのヘッドホンの頭外定位処理装置を示している。帯域分割数は3である。この場合、ヘッドホンの片方のスピーカから他方の耳への音の伝搬はかなり小さいので、クロストーク・キャンセル手段を省くことができる。また、本音像定位装置に反射音生成手段を付加することもできる。これは、図20(a)のように省いたクロストーク・キャンセル手段の所や、図20(b)のように方向定位手段と並列、図20(c)のように帯域合成手段の後、図20(d)のように本音像定位装置と並列、等のように接続すればよい。このように反射音生成手段を付加することにより、より臨場感があり、個人差が少なく、多くの人が音像が頭外に定位するといった効果が得られる。

【0089】特に(a)や(b)のように帯域分割された音像定位手段に反射音生成手段を含めると、残響時間が短い高域と残響時間が長い低域とで個別に処理できる

ため、反射音生成手段のフィルタの次数を圧縮することもできる。

【0090】

【発明の効果】以上のように、本発明は、音像定位方法におけるフィルタの設計過程において、不安定な極の発生がなく、また安定化のための面倒な操作も不必要で、簡便に空間比伝達関数を求めることができ、その効果は大きいものである。また、本発明の音像定位装置は、周波数帯域を分割して音像定位処理を行うことで、音質・音像定位と安定性とが両立し、その効果は大きいものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】空間比伝達関数の測定系を示す概念図と立体音場処理装置のブロック線図

【図2】空間伝達関数を用いた立体音場処理や頭外定位処理を行うための原理図

【図3】立体音場処理を行う回路のブロック線図

【図4】方向定位手段とクロストーク・キャンセル手段の回路のブロック線図

【図5】空間比伝達関数の同定のためのブロック線図

【図6】空間比伝達関数の測定系を示す概念図

【図7】実施例1の手順を示すブロック線図

【図8】インパルス信号を用いた両耳間到達時間差を測定するための概念図

【図9】実施例2の手順を示すブロック線図

【図10】実施例3の手順を示すブロック線図

【図11】実施例4の手順を示すブロック線図

【図12】2つの空間伝達関数から空間比伝達関数を求める概念図

【図13】帯域分割の概念図

【図14】帯域分割手段と帯域合成手段を示すブロック線図

【図15】帯域分割手段と帯域合成手段の動作を示す図

【図16】帯域分割処理を示すブロック線図

【図17】補間手段と間引き手段を用いない帯域分割手段と帯域合成手段のフィルタで用いるデータを示す図

【図18】複数の入力の立体音場処理装置の回路を示すブロック線図

【図19】実施例7の回路を示すブロック線図

【図20】実施例8の回路を示すブロック線図

【符号の説明】

1a、1b 音響信号発生器

2a、2b スピーカ

2c、2d ヘッドホンスピーカ

3a～3d マイクロホン

4A～4D システム同定手段

4E ARモデル同定手段

4F 線形モデル同定手段

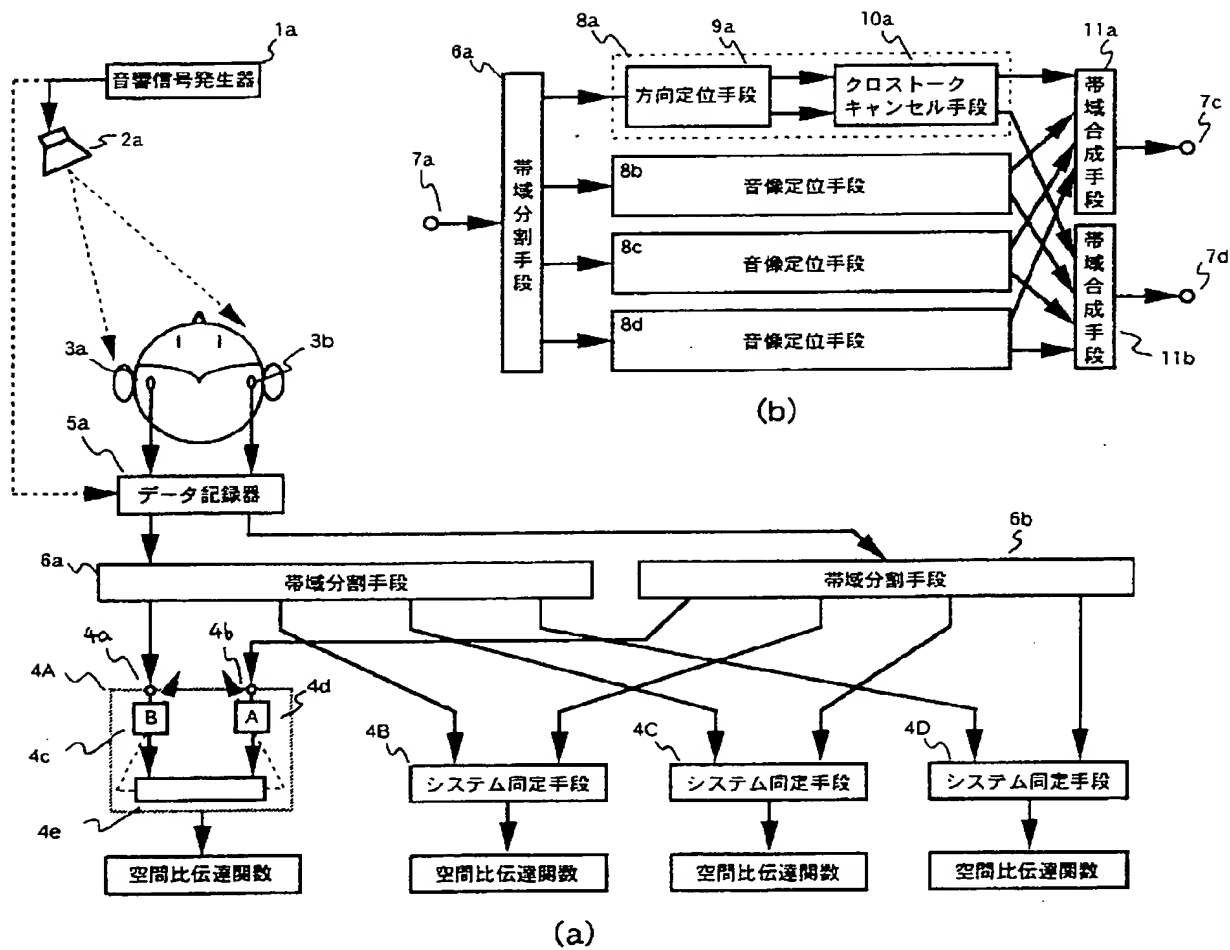
4a 未知システム入力信号入力部

4b 未知システム出力信号入力部

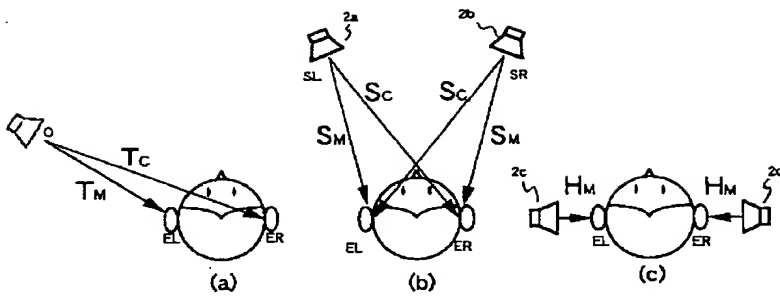
4c 移動平均部パラメータ  
 4d 自己回帰部パラメータ  
 4e パラメータ逐次修正手段  
 5a、5b データ記録器  
 6a、6b 帯域分割手段  
 7a、7b 入力部  
 7c、7d 出力部  
 8a～8d 音像定位手段  
 9a～9h 方向定位手段  
 10a、10b、10c クロストーク・キャンセル手段  
 11a、11b 帯域合成手段  
 12a～12g 加算器  
 13a 音色補正フィルタ  
 13b 両耳間差フィルタ  
 13c、13d 方向定位フィルタ

13e、13f クロストーク生成フィルタ  
 14A、14B、14C 到達時間差推定手段  
 15 逆フィルタ演算手段  
 16A、16B 空間伝達関数  
 17 逆演算手段  
 18 空間比伝達関数  
 19a～19g 高域通過フィルタ  
 20a、20b 帯域通過フィルタ  
 21a～21g 低域通過フィルタ  
 22a～22i 間引き手段  
 23a～23i 補間手段  
 24a～24d 低域通過フィルタ、または帯域通過フィルタ  
 25a、25b デジタルフィルタ  
 26a～26d デジタルフィルタ  
 27a～27e 反射音生成手段

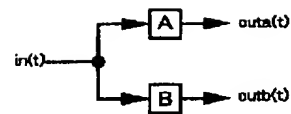
【図 1】



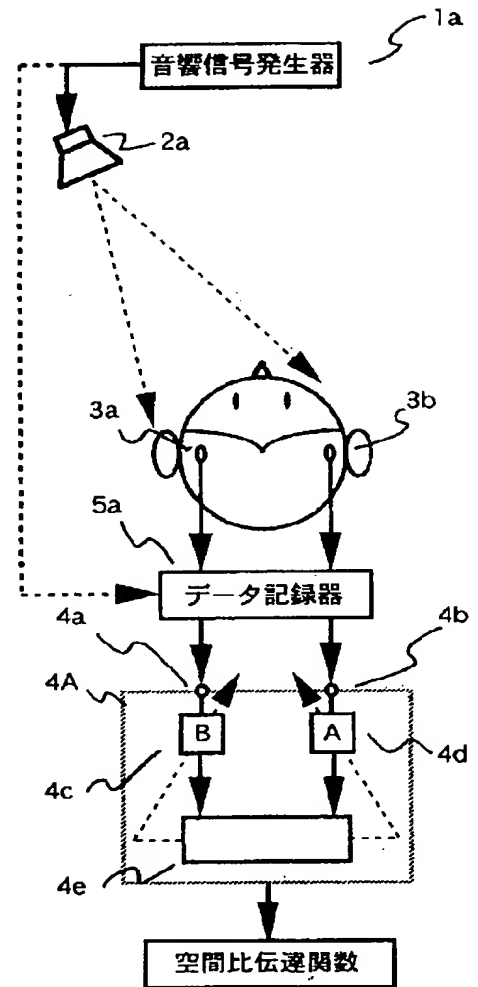
【図 2】



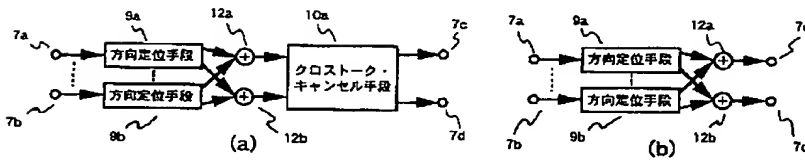
【図 5】



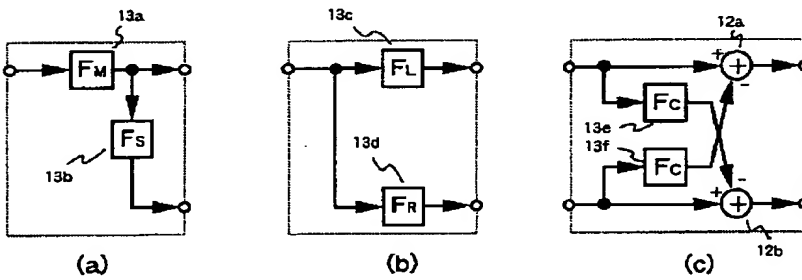
【図 6】



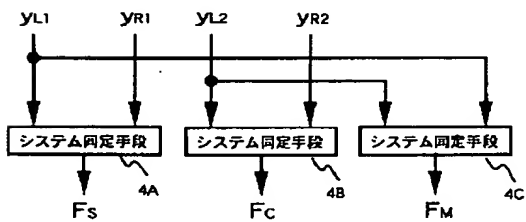
【図 3】



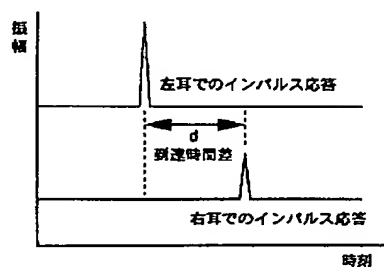
【図 4】



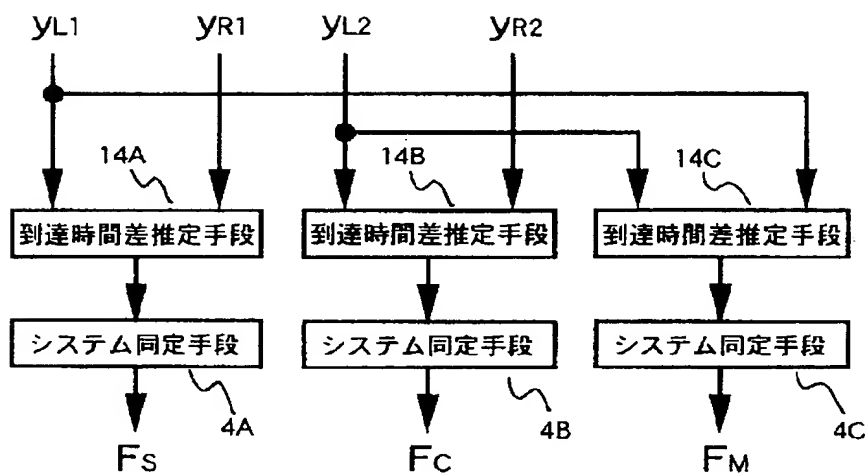
【図 7】



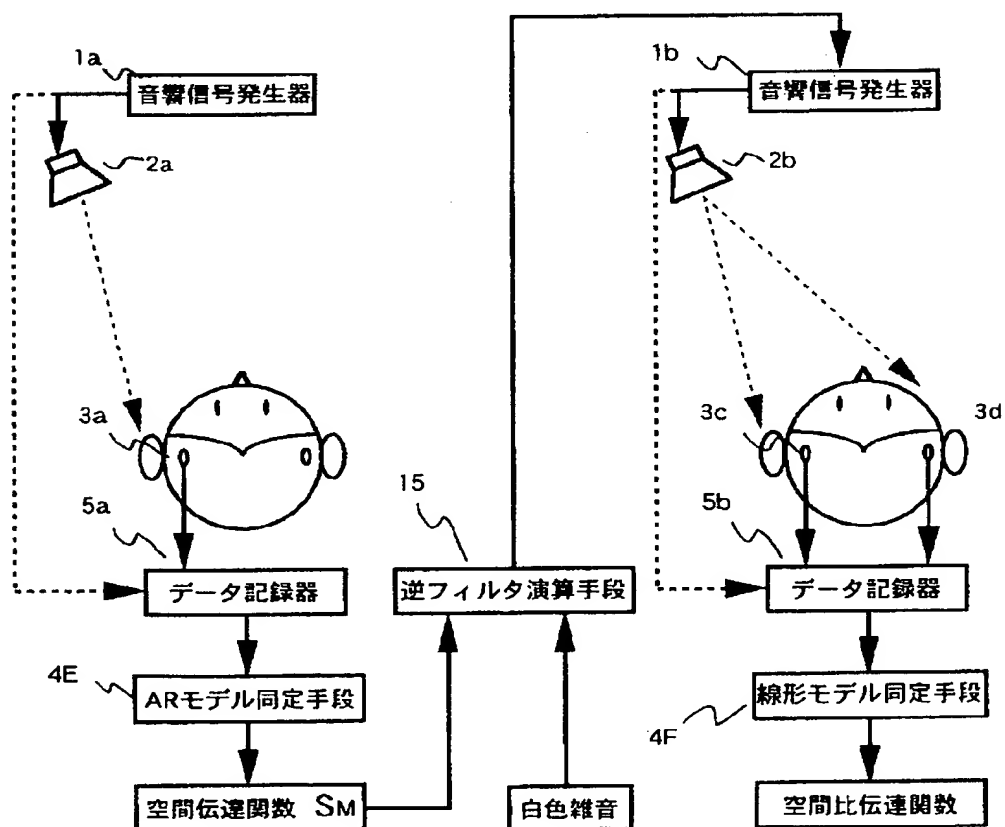
【図 8】



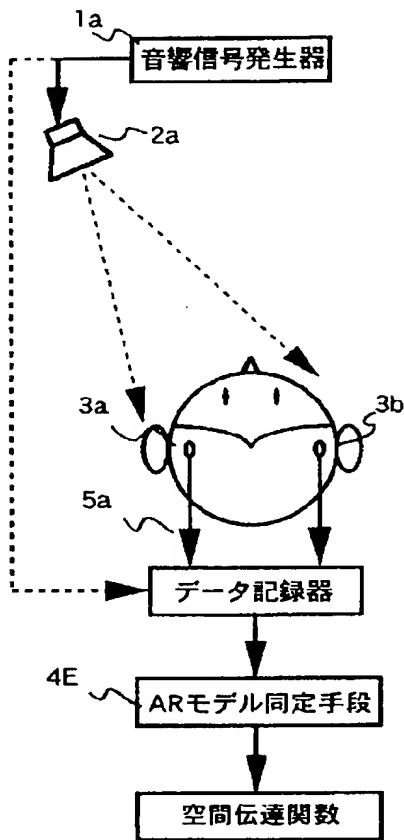
【図 9】



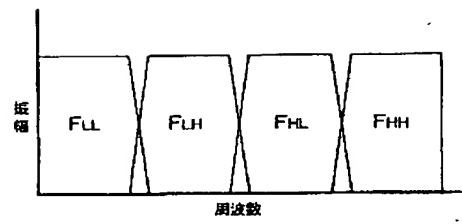
【図 10】



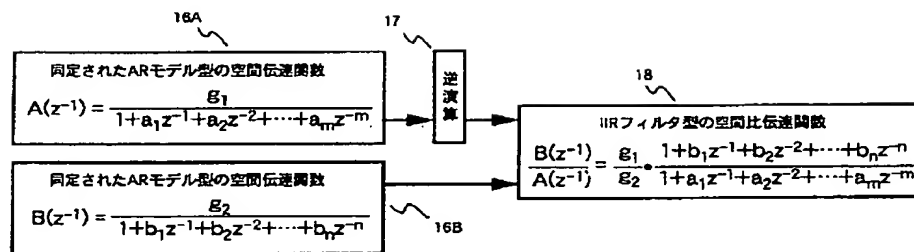
【図 1 1】



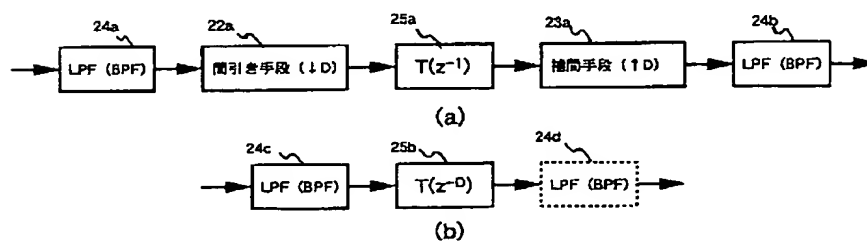
【図 1 3】



【図 1 2】

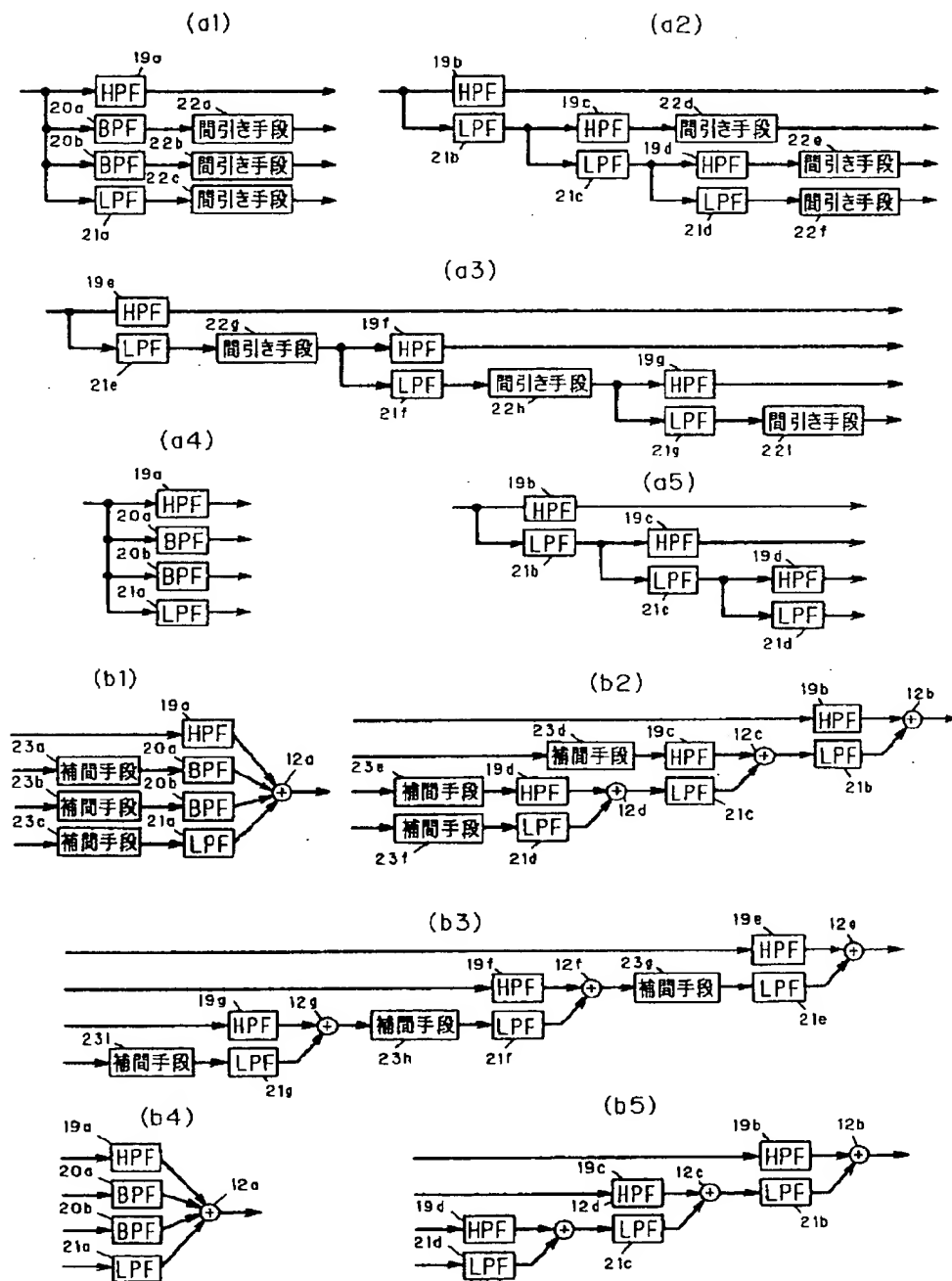


【図 1 6】

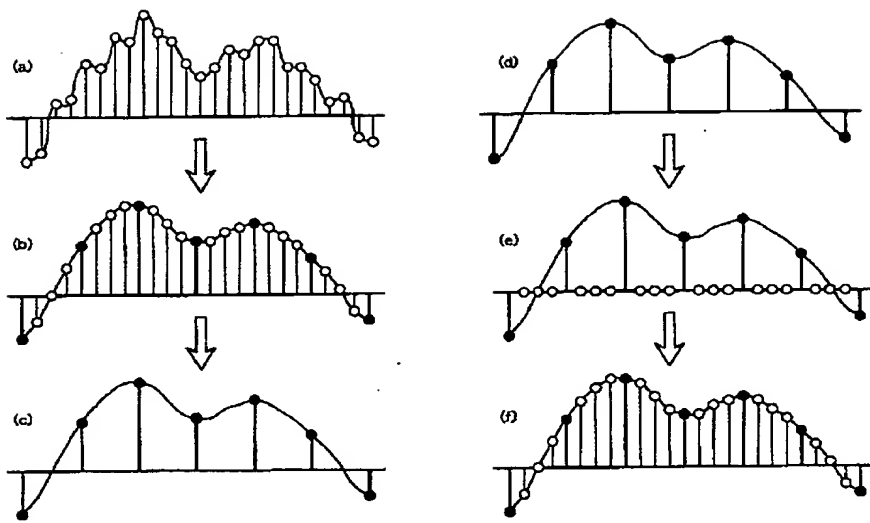




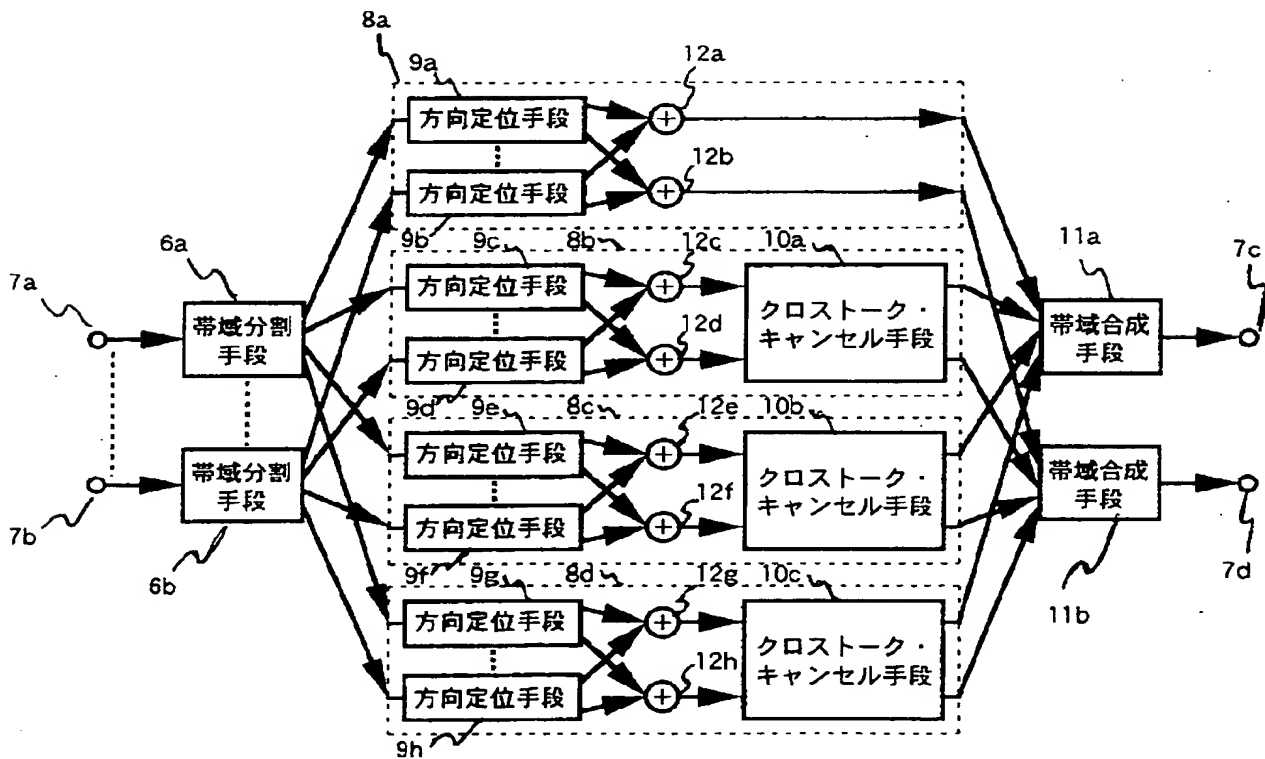
【図14】



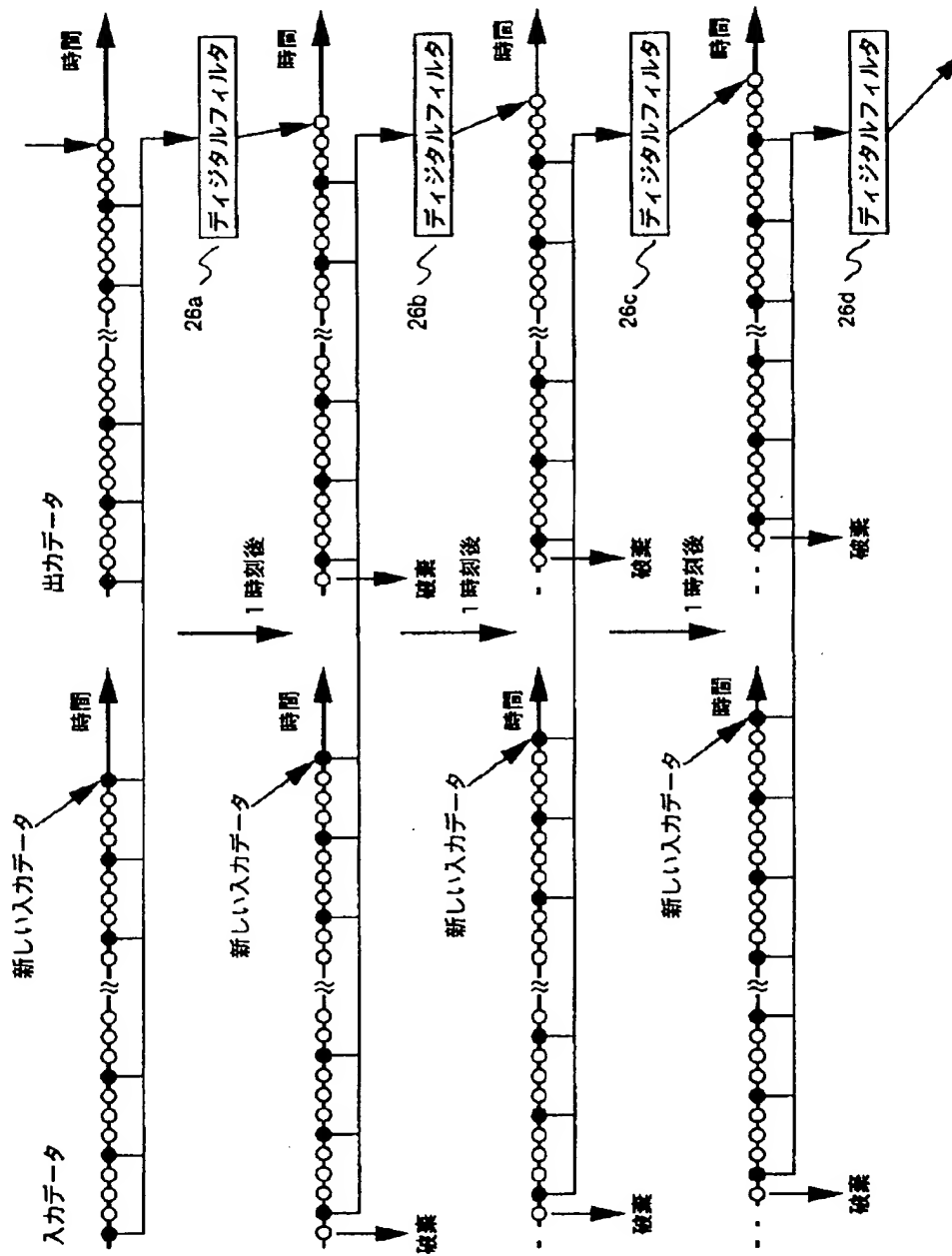
【図15】



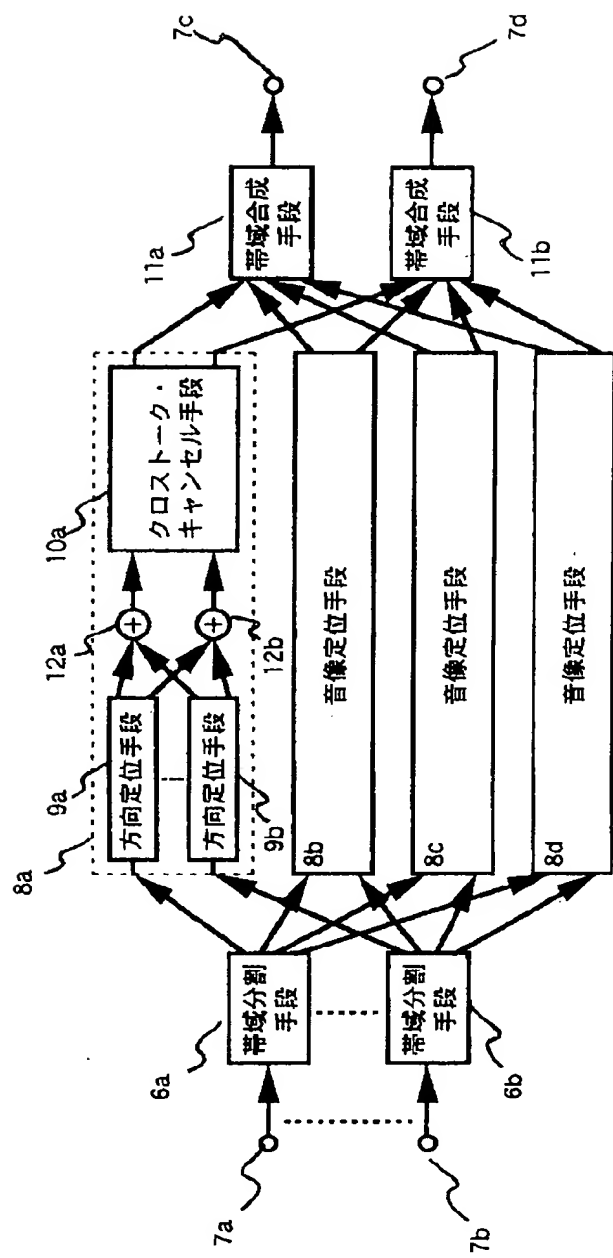
【図19】



【図17】



【図 18】



【図 20】

